

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75 76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86 87 88 89 90 91 92 93 94 95 96 97 98 99 100 101 102 103 104 105 106 107 108 109 110 111 112 113 114 115 116 117 118 119 120 121 122 123 124 125 126 127 128 129 130 131 132 133 134 135 136 137 138 139 140 141 142 143 144 145 146 147 148 149 150 151 152 153 154 155 156 157 158 159 160 161 162 163 164 165 166 167 168 169 170 171 172 173 174 175 176 177 178 179 180 181 182 183 184 185 186 187 188 189 190 191 192 193 194 195 196 197 198 199 200 201 202 203 204 205 206 207 208 209 210 211 212 213 214 215 216 217 218 219 220 221 222 223 224 225 226 227 228 229 230 231 232 233 234 235 236 237 238 239 240 241 242 243 244 245 246 247 248 249 250 251 252 253 254 255 256 257 258 259 260 261 262 263 264 265 266 267 268 269 270 271 272 273 274 275 276 277 278 279 280 281 282 283 284 285 286 287 288 289 290 291 292 293 294 295 296 297 298 299 300 301 302 303 304 305 306 307 308 309 310 311 312 313 314 315 316 317 318 319 320 321 322 323 324 325 326 327 328 329 330 331 332 333 334 335 336 337 338 339 340 341 342 343 344 345 346 347 348 349 350 351 352 353 354 355 356 357 358 359 360 361 362 363 364 365 366 367 368 369 370 371 372 373 374 375 376 377 378 379 380 381 382 383 384 385 386 387 388 389 390 391 392 393 394 395 396 397 398 399 400 401 402 403 404 405 406 407 408 409 410 411 412 413 414 415 416 417 418 419 420 421 422 423 424 425 426 427 428 429 430 431 432 433 434 435 436 437 438 439 440 441 442 443 444 445 446 447 448 449 450 451 452 453 454 455 456 457 458 459 460 461 462 463 464 465 466 467 468 469 470 471 472 473 474 475 476 477 478 479 480 481 482 483 484 485 486 487 488 489 490 491 492 493 494 495 496 497 498 499 500 501 502 503 504 505 506 507 508 509 510 511 512 513 514 515 516 517 518 519 520 521 522 523 524 525 526 527 528 529 530 531 532 533 534 535 536 537 538 539 540 541 542 543 544 545 546 547 548 549 550 551 552 553 554 555 556 557 558 559 560 561 562 563 564 565 566 567 568 569 570 571 572 573 574 575 576 577 578 579 580 581 582 583 584 585 586 587 588 589 590 591 592 593 594 595 596 597 598 599 600 601 602 603 604 605 606 607 608 609 610 611 612 613 614 615 616 617 618 619 620 621 622 623 624 625 626 627 628 629 630 631 632 633 634 635 636 637 638 639 640 641 642 643 644 645 646 647 648 649 650 651 652 653 654 655 656 657 658 659 660 661 662 663 664 665 666 667 668 669 670 671 672 673 674 675 676 677 678 679 680 681 682 683 684 685 686 687 688 689 690 691 692 693 694 695 696 697 698 699 700 701 702 703 704 705 706 707 708 709 710 711 712 713 714 715 716 717 718 719 720 721 722 723 724 725 726 727 728 729 730 731 732 733 734 735 736 737 738 739 740 741 742 743 744 745 746 747 748 749 750 751 752 753 754 755 756 757 758 759 760 761 762 763 764 765 766 767 768 769 770 771 772 773 774 775 776 777 778 779 780 781 782 783 784 785 786 787 788 789 790 791 792 793 794 795 796 797 798 799 800 801 802 803 804 805 806 807 808 809 810 811 812 813 814 815 816 817 818 819 820 821 822 823 824 825 826 827 828 829 830 831 832 833 834 835 836 837 838 839 840 841 842 843 844 845 846 847 848 849 850 851 852 853 854 855 856 857 858 859 860 861 862 863 864 865 866 867 868 869 870 871 872 873 874 875 876 877 878 879 880 881 882 883 884 885 886 887 888 889 890 891 892 893 894 895 896 897 898 899 900 901 902 903 904 905 906 907 908 909 910 911 912 913 914 915 916 917 918 919 920 921 922 923 924 925 926 927 928 929 930 931 932 933 934 935 936 937 938 939 940 941 942 943 944 945 946 947 948 949 950 951 952 953 954 955 956 957 958 959 960 961 962 963 964 965 966 967 968 969 970 971 972 973 974 975 976 977 978 979 980 981 982 983 984 985 986 987 988 989 990 991 992 993 994 995 996 997 998 999 1000 1001 1002 1003 1004 1005 1006 1007 1008 1009 1010 1011 1012 1013 1014 1015 1016 1017 1018 1019 1020 1021 1022 1023 1024 1025 1026 1027 1028 1029 1030 1031 1032 1033 1034 1035 1036 1037 1038 1039 1040 1

(43) 国际公布日:

2001年8月23日(23.08.01)

(10) 国际公布号:

WO 01/61902 A1

(51) 国际分类号⁷: H04J 13/02

(21) 国际申请号: PCT/CN00/00028

(22) 国际申请日: 2000年2月17日(17.02.00)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(71) 申请人(对除美国以外的所有指定国): 北京太平洋连宇通信技术有限公司(BEIJING PACIFIC LINKAIR COMMUNICATIONS, INC.) [CN/CN]; 中国北京市西直门大街甲 43 号金运大厦 B-908, Beijing 100044 (CN)。

(72) 发明人: 及

(75) 发明人/申请人(仅对美国): 李道本(LI, Daoben)
[CN/CN]; 中国北京市西直门大街甲 43 号金运大厦
B-908, Beijing 100044 (CN)。

(74) 代理人: 北京三友专利代理有限公司(BEIJING SANYOU PATENT AGENCY CO., LTD.); 中国北京市北三环中路40号, Beijing 100088 (CN).

(81) 指定国(国家): AE, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(84) 指定国(地区): ARIPO专利(GH, GM, KE, LS, MW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), 欧亚专利(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲专利(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI专利(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)

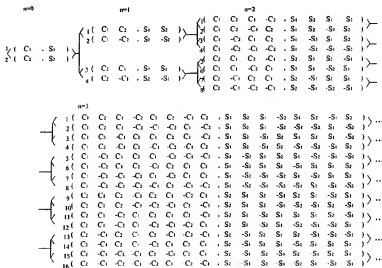
本国际公布:

- 包括国际检索报告。

所引用双字母代码和其它缩写符号, 请参考刊登在每期 PCT 公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。

(54) Title: A METHOD FOR SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS CODING WITH ZERO CORRELATION WINDOW

(54) 发明名称: 一种具有零相关窗的扩频多址编码方法



(57) **Abstract:** The invention discloses a method for spread spectrum multiple access coding in any radio digital communication system containing code division multiple access (CDMA) and spread spectrum technologies. It uses two quadrature synchronous fading transmission channels respectively for transmitting two spread spectrum address code blocks, which have opposite and complementary attributes when running, thereby making their correlation having zero correlation window characteristics. That is, correlation functions and intercorrelation functions between various address codes within zero correlation windows do not have side peaks. It makes the corresponding CDMA and spread spectrum systems be able to completely cancel intercode interference and multiple access interference, establishing a basis for super large capacity radio digital communication systems, in order to resolve progressive conflicts between frequency resources and communication capacities. 【见摘要】

「果、縁、面」

WO 01/61902 A1



(57) 摘要

本发明公开了一种在任何码分多址 (CDMA) 及扩频技术的无线数字通信系统中的扩频多地址编码方法。其利用两个正交的同步衰落的传输信道, 分别传输两组扩频地址码, 该两组扩频地址码的性质在运行时相反相成, 从而使其相关特性具有零相关窗特性, 即在零相关窗内各地址码间的相关函数及互相关函数没有付峰。使对应的码分多址 (CDMA) 及扩频系统能完全消除码间干扰及多址干扰, 为建立超大容量的无线数字通信系统奠定基础, 以解决日益尖锐的频率资源与通信容量之间的矛盾。

一种具有零相关窗的扩频多址编码方法

技术领域

本发明涉及扩频与码分多址 (CDMA) 无线通信技术领域, 特别是在个人通信系统 (PCS) 中的一种具有零相关窗的高频谱效率的扩频多址编码方法。

5 发明背景

随着信息化社会及个人通信时代的到来, 人们对提高无线通信系统中的频谱效率变得越来越迫切了, 因为频率资源是十分有限的。所谓频谱效率是指在给定用户传信率与系统带宽时, 在一个小区 (cell) 或扇区 (sector) 内系统可容纳的最大用户数, 其度量单位是每小区 (或扇区) 每单位带宽系统所支撑的总传信率。显然, 频谱效率越高的系统容量越大。

传统的无线多址接入技术, 如频分多址 (FDMA), 时分多址 (TDMA), 其系统容量受系统的时间带宽积所限定, 额外增加用户根本不可能。例如: 用户的基本传信率为 $1/T$ 符号秒, 系统 (含信道) 带宽为 B 赫兹 (Hertz), 则其时间带宽积为 BT , BT 就是系统内的最大用户数, 多一个也不可能。

15 码分多址 (CDMA) 则完全不同, 其系统容量仅决定于信扰比, 具有大容量与软容量的特点, 增加用户只会减小信扰比, 降低通信质量, 不会被拒绝。即系统容量不象频分多址 (FDMA) 或时分多址 (TDMA) 那样有一个不可逾越的界限 BT 值。

码分多址 (CDMA) 系统的容量取决于系统内的干扰电平, 因此, 能否控制系统内干扰电平将成为码分多址系统成败或好坏的关键。干扰可分为四大部分: 一是本地及系统内部噪声电平, 对于它除了采用低噪声放大器外, 没有其它方法; 二是码间又称符号间干扰 (ISI); 三是多址干扰 (MAI), 即来自小区内其他用户的干扰; 四是相邻小区或信道间干扰 (ACI)。对于 ISI、MAI、ACI 是可以靠选择性能良好的地址码来减少乃至消除的。

在码分多址 (CDMA) 系统中, 各个用户都有自己特有的供相互识别的地址码。25 不仅如此, 各个用户的扩频地址码间还应相互正交, 这种正交性的要求对任何多址系统来说都是一致的。如果信道是一个理想的线性时间频率不扩散系统, 同时系统

内部又有严格的同步关系，则保证各用户地址码间的正交性还是能够实现的。但是现实信道没有一个是理想的，而严格同步对于时间、频率扩散信道中的信号而言，又是不可能的。因此，在非理想的时间频率扩散信道中仍然保持各地址码间的正交性是码分多址（CDMA）系统的生命所在。

5 众所周知，移动通信信道是典型的随机时变信道，其中存在着随机性的频率扩散（由多卜勒效应产生），及随机性的时间扩散（由多径传播效应产生）。前者将使接收信号产生时间选择性衰落，即接收信号电平会随时间有不同的随机起伏；后者将使接收信号产生频率选择性衰落，即接收信号不同频谱分量会有不同的随机起伏变化。衰落除严重恶化系统的性能以外，还将大幅度减小系统的容量。特别是
10 由多径传播造成的信道的时延扩散，使信号不能同时到达接收点，而使同一用户相邻符号间的信号互相重叠，产生符号间的干扰（ISI）。另外，信道的时延扩散还会恶化多址干扰，这是因为当不同用户信号间的相对时延为零时，其正交性是很容易保证的，任何正交码都可以使用。但当信号间的相对时延不为零时，仍然保持其正交性将变得非常困难。

15 为了减小符号间干扰（ISI），每个用户所选用的信号波形，也就是其地址码的自相关函数应该是一个理想的冲激函数，即除原点外，应处处为零。为了减小多址干扰（MAI），各个用户所选用的信号波形，即其地址码间的互相关函数应对各种相对时延处处为零。从正交性的观点来讲，各个扩频地址码与其自身除相对零时延
20 外，对任何非零相对时延都应该相互正交；而扩频地址码间对任何相对时延（含零时延）都应相互正交。

 为形象起见，将原点处的自相关函数值称为相关函数的主峰，将原点之外的自相关或互相关函数值称为相关函数的付峰。理想多址码间的自相关及互相关函数的付峰应全为零。遗憾的是，理论的 Welch 界指出：在二元域、有限域甚至复数域中均不存在付峰处处为零的多址码组。特别是自相关函数的付峰与互相关函数的付
25 峰是一对矛盾，当要求一个减小时，另一个必然增大。另外，美国国家宇航局（NASA）亦宣布已穷举计算出各种码，并证明 Welch 界是无法突破的。

 事实上，美国国家宇航局（NASA）穷举计算的仅仅是群码，而 Welch 界仅对复数以下域成立，在此之外理想性质的地址码是有可能存在的。例如在 1971 年，美国加州洛杉矶大学（UCLA）的 B. P. Schweitzer 在其博士论文“广义互补码组”

(Generalized complementary Code Sets) 中就已经找到了一种可以达到理想地址码组性能的编码方法。随后 1993 年欧洲 NOKIA 公司 (NOKIA MOBILE PHONES LTD.; NOKIA TELECOMMUNICATIONS) 的 Leppanen, pentti 等人又将其思想应用于时分/码分 (TDMA/CDMA) 混合系统中, 并申请了欧洲专利, 其专利公开号为 EP 0600713A2, 申请号为 93309556.4。这种编码方式实际上是高维空间中的编码, 高维空间已经突破了 Welch 界成立的条件。但是这种编码方式的频谱效率极低, 不具有实用价值, 这正是其提出近三十年仍没有人使用的原因。因为对于一个需要 N 个地址的通信系统, 该编码方式需要使用 N^2 个基本码而每个码至少需 N 位, 也就是说共需 N^3 位来支撑 N 个地址。例如: 若地址数 N 为 128, 采用 16QAM 调制方式, 则对应系统的频谱效率只有 $\log_2 16 \times 128 / 128^3 = 2.441 \times 10^{-6} \text{ bits/Hz}$ (比特/赫)。可见, 地址数越多, 这种编码方式的频谱效率越低。但是这种编码方式给出了一个很好的启示, 即可以通过“互补”的方法来构造性能良好的地址码组, 不过一定要避免 B. P. Schweitzer 博士的所需总码位数随地址数的三次方而增长的缺点。

另外, 如果采用双向同步技术, 则在随机时变信道中, 各个地址码内或相互之间的相对延时, 将不会超过信道的最大时间扩散量 (最大多径时延差) 加上最大定时误差。设该量为 Δ 秒, 那么, 只要在 $(-\Delta, \Delta)$ 内地址码间相关函数及互相关函数没有付峰, 就可以保证使符号间干扰 (ISI) 及多址干扰 (MAI) 为零。具有这样性质的地址码, 称之为具有“零相关窗”的地址码。显然只要地址码的相关特性具有“零相关窗”且窗口宽度大于信道的最大时间扩散量 (最大多径时延差) 加上最大定时误差, 则对应的码分多址 (CDMA) 系统的性能就将是理想的, 同时传统码分多址 (CDMA) 系统中致命的“远近效应”将随之消失。“远近效应”是由地址码的自相关与互相关特性不理想所引起的, 因为一个近距离信号的付峰可能会淹没远距离信号的主峰。为了克服“远近效应”, 必须使各个地址用户的信号在到达基站时强度基本相等, 这就导致必须采用精确、复杂及快速的功率控制算法, 从而使系统复杂化。在采用具有“零相关窗”的地址码后, 由于在工作条件下, 地址码的自相关与互相关函数根本没有付峰, “远近效应”将完全消失, 当然功率控制的重要性也随之大大减弱了。

发明内容

本发明的目的就在于给出一种新的扩频多址码的编码方法，使所形成的扩频多址码的相关特性具有“零相关窗”，即在零相关窗内各地址码间的相关函数及互相关函数没有付峰，从而消除多址干扰（MAI）及符号间干扰（ISI），使其对应的双向同步码分多址（CDMA）系统不存在传统码分多址（CDMA）系统致命的“远近效应”，为建立起大容量的无线数字通信系统奠定基础。

上述的具有“零相关窗”的扩频多址码具有以下两个特点：

第一，各个扩频地址码的自相关函数除原点外处处为零，即其具有最理想的特性。从正交性的观点来讲，各扩频地址码与其自身除零相对时延处外，对任何非零相对时延都完全正交。

第二，扩频地址码间的互相关函数在原点附近存在一个零相关窗口。从正交性观点讲，各扩频地址码之间在相对时延小于该零相关窗口的宽度时是完全正交的。

为实现上述发明目的，本发明一种具有零相关窗的扩频多址编码方法包含以下步骤：

选取一对各码长度均为 N 的基本正交互补码组 $(C1, S1)$ 、 $(C2, S2)$ ，其中 C 码与 S 码的非周期自相关与互相关函数除原点外相反相成，相加后的自相关函数值与互相关函数值除原点外处处为零；

根据实际所需的最大用户地址数，在一树形结构中将所述的基本正交互补码组对进行码长及码数目的扩展，扩展后的码组其自相关函数除原点外处处为零，而互相关函数在原点附近形成一个零相关窗，其窗口的宽度大于或等于 $2N-1$ 。

所述的零相关窗宽度的宽度应大于或等于系统各个地址码内或相互之间的最大相对时延量，该最大相对时延量由信道的最大时间扩散量与系统定时误差的和所确定。

在实际工程中应用上述形成的扩频地址码，必须保证 C 码只与 C 码运算（含自身及其他码）， S 码只与 S 码运算（含自身及其他码）。因此，可利用两个正交的同步衰落的传输信道，分别传输上述的 C 码和 S 码，且在调制时荷载相同的信息比特，而在解扩与解调后将它们的输出进行相加。这里所述的两个正交的同步衰落

的传输信道,可采取将 C 码和 S 码分别调制在相互正交的极化波上,或将 C 码和 S 码分别放在经传输后仍互不重叠的两个时隙内。

根据本发明技术方案,所述的在一树形结构中将基本正交互补码组对进行码长与码数目的扩展是指:

- 5 若 (C_1, S_1) 与 (C_2, S_2) 是一对各码长度均为 N 的基本正交互补码组,则可按以下方式生成两对各码长度均为 $2N$ 的正交互补码组:

$$\begin{array}{l} (C_1, S_1) \\ (C_2, S_2) \end{array} \left\{ \begin{array}{l} (C_1 C_2, S_1 S_2) \\ (C_1 - C_2, S_1 - S_2) \\ (C_2 C_1, S_2 S_1) \\ (C_2 - C_1, S_2 - S_1) \end{array} \right.$$

其中,扩展后上下两树枝所形成的正交互补码组的自相关函数值除原点外处处为零,而互相关函数则在原点附近存在一个零相关窗口,其窗口宽度大于或等于 $2N-1$ 。

- 10 上述的扩展可按树形结构持续下去,以产生出编码长度为 $N2^n$,零相关窗口宽度大于或等于 $2N-1$ 的 2^{n-1} 个正交互补码组,其中 $n=0, 1, 2, \dots$, 为扩展的次数。

并且可对所形成的正交互补码组可进行等效变换。

- 根据本发明技术方案,所述的基本正交互补码组对 (C_1, S_1) 、 (C_2, S_2) 是指:其自相关与互相关函数分别为 C 码间的非周期自相关与互相关函数与 S 码间的非周期自相关与互相关函数之和。
- 15

该基本正交互补码组对可按如下方式进行码长和零相关窗口宽度的扩展:

$$\begin{array}{l} (C_1, S_1) \\ (C_2, S_2) \end{array} \left\{ \begin{array}{l} (C_1 C_2, S_1 S_2) \\ (C_1 - C_2, S_1 - S_2) \\ (C_2 C_1, S_2 S_1) \\ (C_2 - C_1, S_2 - S_1) \end{array} \right.$$

其中,若基本正交互补码组对 (C_1, S_1) 、 (C_2, S_2) 的各码长度为 N、零相关窗窗口的宽度为 L,则扩展后的基本互补码组对各码长度为 $2N$ 、零相关窗窗口的宽度为 $2L+1$ 。

- 20 上述的 $N=2$ 时的基本正交互补码组对为:

$$\begin{pmatrix} ++ & , & +- \\ -+ & , & -- \end{pmatrix}$$

其中，“+”表示数字+1，“-”表示数字-1，零相关窗窗口宽度为3。

上述的扩展可按树形结构持续扩展下去，以产生出 2^n 对编码长度为 $N2^n$ 、零相关窗窗口宽度为 $(2^n L + 2^{n-1} + 2^{n-2} + 2^{n-3} + \dots + 2^1 + 1)$ 的基本正交互补码组，其中 $n=0, 1, 2, \dots$ ，为扩展的次数。

- 5 并且对所形成的基本正交互补码组可进行等效变换。

附图简要说明

图1为本发明具有零相关窗的正交互补码组生成树之第一示意图。

图2为本发明具有零相关窗的正交互补码组生成树之第二示意图。

图3为本发明基本正交互补码组对生成树示意图。

10 实施本发明的方式

下面通过实施例及附图对本发明进行详细阐述。

首先从最简单的地址数为2，各个码长度亦为2的最基本码组开始，详述本发明的编码步骤：

现有两组长度均为2的基本码组：

- 15 C码组： C1= (+, +) C2= (-, +)

S码组： S1= (+, -) S2= (-, -)

其中“+”表示数字+1，“-”表示数字-1。

- 可以发现，在不存在相互移位（相对时延）时，C1与C2、S1与S2、C1与S1、C2与S2之间都是正交的，即相关函数值为零。但一旦存在相互移位（即相对时延），它们之间的正交性即被破坏，即相关函数值不再为零。表一是C1与C2码对不同相互移位的自相关与互相关函数值，表二是S1与S2码对不同相互移位的自相关与互相关函数值。
- 20

表一：C码相关函数

$$C1 = (+ +); C2 = (- +)$$

相对移位 τ 相关函数值	-1	0	1
$R_{c_1}(\tau)$	1	2	1
$R_{c_2}(\tau)$	-1	2	-1
$R_{c_1 c_2}(\tau)$	1	0	-1

表二: S 码相关函数

$$S1 = (+ -); S2 = (- -)$$

相对移位 τ 相关函数值	-1	0	1
$R_{s_1}(\tau)$	-1	2	-1
$R_{s_2}(\tau)$	1	2	1
$R_{s_1 s_2}(\tau)$	-1	0	1

- 从表一与表二所列出的相关函数值来看, 它们都不理想。但是将表一与表二
 5 对应项的数字相加后, 则出现了如表三所示的结果, 即若自相关函数 $R_i(\tau)$ 定义
 为 $R_{c_i}(\tau) + R_{s_i}(\tau)$, 自相关函数 $R_e(\tau)$ 定义为 $R_{c_e}(\tau) + R_{s_e}(\tau)$, 互相关
 函数 $R_{i2}(\tau)$ 定义为 $R_{c_i c_e}(\tau) + R_{s_i s_e}(\tau)$, 即新的相关函数(含自相关与互相
 关)定义为 C 码间的相关函数与 S 码间的相关函数之和后, 码 1 与码 2 间的自相关
 与互相关函数值均变成理想的了。将具有这样性质的码称之为“正交互补码”, 即
 10 它们之间具有相反相成的性质。为方便起见可将上述码组表示成: (C 1, S 1) =
 (++, ++) 及 (C 2, S 2) = (-+, -+)

表三: 正交互补相关函数

$$(C1, S1) = (++, ++); (C2, S2) = (-+, -+)$$

相对移位 τ 相关函数值	-1	0	1
$R_1(\tau) = R_{c_1}(\tau) + R_{s_1}(\tau)$	0	4	0
$R_2(\tau) = R_{c_2}(\tau) + R_{s_2}(\tau)$	0	4	0
$R_{12}(\tau) = R_{c_1 c_2}(\tau) + R_{s_1 s_2}(\tau)$	0	0	0

- 地址码数为 2, 各个码的长度均为 2 的正交互补码组只有上述一种基本形式,
 15 其它形式如交换 C 1、C 2 及 S 1、S 2 位置, 交换 C、S 码的位置, 顺序取反或

交错极性及旋转均属于上述基本形式的等效形式，其间并没有实质性的区别。需要说明的是对于正交互补码，对其作相关或匹配滤波运算时，C 码只与 C 码、S 码只与 S 码作运算，C 码与 S 码在运算时不相遇。

较长的码，例如各个码长均为 4，地址数仍为 2 的正交互补码组可由上述基本正交互补码组构成，其构成方法之一为：

$$(\dot{C}_1, \dot{S}_1) = (C_1 C_2, S_1 S_2); (\dot{C}_2, \dot{S}_2) = (C_1 - C_2, S_1 - S_2);$$

即 \dot{C}_1 码由原 C_1 与 C_2 码的串连而成， \dot{C}_2 码由原 C_1 与 C_2 码的反码串连而成， \dot{S}_1 码由原 S_1 与 S_2 码的串连而成， \dot{S}_2 码由原 S_1 与 S_2 码的反码串连而成，表示为：

$$(\dot{C}_1, \dot{S}_1) = (+++, +--);$$

$$(\dot{C}_2, \dot{S}_2) = (++-, +-+);$$

表四给出了新码组的正交互补相关函数，可见其互补自相关函数及互相关函数全是理想的。另外一种构成方法是颠倒码的顺序，即

$$15 \quad (\dot{C}_1, \dot{S}_1) = (C_2 C_1, S_2 S_1) = (-++-, -+-);$$

$$(\dot{C}_2, \dot{S}_2) = (C_2 - C_1, S_2 - S_1) = (-++-, ---+);$$

其互补自相关与互相关函数也全是理想的。该新码组的正交互补相关函数与前一组完全一样（表四）。

表四：正交互补相关函数表（各码长为 $2^2=4$ ）

$$20 \quad (\dot{C}_1, \dot{S}_1) = (+++, +--); (\dot{C}_2, \dot{S}_2) = (++-, +++);$$

$$\text{或 } (\dot{C}_1, \dot{S}_1) = (-++-, -+-); (\dot{C}_2, \dot{S}_2) = (-++-, ---+)$$

相关函数值 \ 相对移位 τ	-3	-2	-1	0	1	2	3
$R_1(\tau) = R_{c_1}(\tau) + R_{s_1}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0
$R_2(\tau) = R_{c_2}(\tau) + R_{s_2}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0
$R_{1,2}(\tau) = R_{c_1 s_2}(\tau) + R_{s_1 c_2}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0

将这种方法继续执行下去, 可得地址数为 2, 各码长度均为 2^n ($n=1,2,\dots$) 的正交互补码组, 它们的自相关函数与互相关函数值很易验证也都是理想的。遗憾的是, 这种编码方法所形成的地址码的自相关与互相关函数虽然是理想的, 但地址码的数目只有两个, 两个地址码对码分多址 (CDMA) 通信系统来说, 显然是太少了。

5 实际应用中, 要求在给定码长条件下, 正交的地址码数要尽量多, 而他们的自相关与互相关函数并不一定要求处处理想, 只要在原点附近存在一个满足实际需要的零相关窗口即可。

事实上, 前面已经得到了四个各码长度均为 4 的互补码组, 现将它们重新编号排列如下:

$$10 \quad (C_1, S_1) = (+++, +--); (C_2, S_2) = (++-, +++)$$

$$(C_3, S_3) = (---, ---); (C_4, S_4) = (-+-, ---+)$$

表五给出了该互补码组的相关函数值:

表五: 互补相关函数表 (各码长为 $2^2=4$)

$$15 \quad (C_1, S_1) = (+++, +--); (C_2, S_2) = (++-, +++)$$

$$(C_3, S_3) = (---, ---); (C_4, S_4) = (-+-, ---+)$$

相关函数值 \ 相对移位 τ	-3	-2	-1	0	1	2	3
$R_1(\tau) = R_{c_1}(\tau) + R_{s_1}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0
$R_2(\tau) = R_{c_2}(\tau) + R_{s_2}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0
$R_3(\tau) = R_{c_3}(\tau) + R_{s_3}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0
$R_4(\tau) = R_{c_4}(\tau) + R_{s_4}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0
$R_{12}(\tau) = R_{c_1c_2}(\tau) + R_{s_1s_2}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0
$R_{34}(\tau) = R_{c_3c_4}(\tau) + R_{s_3s_4}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0
$R_{13}(\tau) = R_{c_1c_3}(\tau) + R_{s_1s_3}(\tau)$	0	4	0	0	0	4	0
$R_{14}(\tau) = R_{c_1c_4}(\tau) + R_{s_1s_4}(\tau)$	0	-4	0	0	0	4	0
$R_{23}(\tau) = R_{c_2c_3}(\tau) + R_{s_2s_3}(\tau)$	0	4	0	0	0	-4	0

$R_{24}(\tau) = R_{c_2c_4}(\tau) + R_{s_2s_4}(\tau)$	0	-4	0	0	0	-4	0
--	---	----	---	---	---	----	---

其中 (C1, S1) 与 (C2, S2) 以及 (C3, S3) 与 (C4, S4) 分别是特性理想的正交互补码组对, 但是组与组之间的互相关函数却不再是理想的了。例如 $R_{12}(\tau)$ 与 $R_{14}(\tau)$, $R_{23}(\tau)$ 与 $R_{24}(\tau)$ 都不再是处处为零, 但却存在一个宽度为 3 的“零相关窗口”。这样, 就得到了一个地址数为 4, 各码长均为 4 的存在零相关窗口的正交互补码组。在此, 零相关窗口的宽度只有 3, 是因为上述四组正交互补码组均是由各码长度为 2 的基本正交互补码组 (C1, S1) = (++, +-) 及 (C2, S2) = (-+, --) 形成, 而该基本码组由于各码长度为 2, 只有相对移位为 -1, 0, 1 的三种状态, 在理想情况下, 也只能开出宽度为 3 的零相关窗口。

为了得到零相关窗口较宽的正交互补码组, 可以将原始的一对正交互补码组中各码的长度取得长一些, 例如长度为 4。各码长度为 4 的完全正交的基本互补码组共有两对。

它们是: (+++, +--), (+++, +--+), 及

(-+++, -+-), (-+++, -++)。

假定以第一对为原始正交互补码组, 则由此按前述构成方法所形成的各码长度为 8 的四对正交互补码组为:

(C1, S1) = (+++---, +---+--); (C2, S2) = (+++---, +---+--)

(C3, S3) = (+++---, +---+--); (C4, S4) = (+++---, +---+--)

可以期待, 它们的零相关窗口的宽度为 7, 表六列出了该正交互补码组的相关函数值, 其值完全在预料之中。

表六: 互补相关函数表 (各码长为 $2^3=8$)

(C1, S1) = (+++---, +---+--); (C2, S2) = (+++---, +---+--)

(C3, S3) = (+++---, +---+--); (C4, S4) = (+++---, +---+--)

相关函数值 \ 相互移位 τ	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7
$R_1(\tau) = R_{c_1}(\tau) + R_{s_1}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0	16	0	0	0	0	0	0	0
$R_2(\tau) = R_{c_2}(\tau) + R_{s_2}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0	16	0	0	0	0	0	0	0
$R_3(\tau) = R_{c_3}(\tau) + R_{s_3}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0	16	0	0	0	0	0	0	0

$R_4(\tau) = R_{c_s}(\tau) + R_{s_s}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0	0	16	0	0	0	0	0	0	0
$R_{12}(\tau) = R_{c_{12}}(\tau) + R_{s_{12}}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$R_{34}(\tau) = R_{c_{34}}(\tau) + R_{s_{34}}(\tau)$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$R_{13}(\tau) = R_{c_{13}}(\tau) + R_{s_{13}}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0	0	0	0	0	8	0	0	0	0
$R_{14}(\tau) = R_{c_{14}}(\tau) + R_{s_{14}}(\tau)$	0	0	0	-8	0	0	0	0	0	0	0	8	0	0	0	0
$R_{23}(\tau) = R_{c_{23}}(\tau) + R_{s_{23}}(\tau)$	0	0	0	8	0	0	0	0	0	0	0	-8	0	0	0	0
$R_{24}(\tau) = R_{c_{24}}(\tau) + R_{s_{24}}(\tau)$	0	0	0	-8	0	0	0	0	0	0	0	8	0	0	0	0

因为由一对正交互补码组可以得到两对共四个新的正交互补码组，但各码的长度加倍，由这两对共四个正交互补码组又可派生出四对共八个正交互补码组，然后，八对共十六个正交互补码组……，其中各码组的自相关函数与对内码组间的互相关函数全是理想的，而对与对之间的码组的互相关函数存在一零相关窗口，其宽度由原始的正交互补码组而定。这种过程可由一生成树图关系来描述，图 1 就是这种生成树图的一种，图 2 是另一种生成树。还有其它很多种生成树，它们之间的关系均属等效变换，等效变换不会改变零相关窗口的宽度，但有时可改变零相关窗口外付峰的高度及分布。

请参见图 3 所示，这是一种基本互补码组对的生成树图。在具体的多址编码过程中将利用图 3 中的基本正交互补码组对。图中凡是 < > 内的一对码组就是基本正交互补码组对，它们的互补自相关函数及互相关函数完全没有付峰，亦即呈完全理想特性。需要说明的是，图 3 中生成的仅仅是一种基本互补码组对，还有众多等效形式，例如，交换它们上下，或左右的顺序，颠倒它们前后的顺序，隔位取反，在复平面内旋转等。都可得到等效的基本互补码组对。它们的自相关函数与互相关函数也全是理想的。

下面描述本发明扩频地址码的生成过程：

首先，根据所应用系统的传播条件，系统所采用的基本扩频码速率（工程上称之为切普率，以 MCPS 计）以及系统中的最大定时误差，确定所需的零相关窗口的宽度。

其次，根据所需零相关窗口的宽度，从图 3 中选出零相关窗口宽度大于或等于该所需宽度的任一对基本正交互补码组，作为原始正交互补码组对，并将之表示

为: (C1, S1), (C2, S2)。

然后, 根据实际用户数, 确定所需的最大用户地址数, 并将所选用的原始基本互补码组对作为图 2 或图 3 中的原点, 在树图中进行扩展。

- 扩展将根据所需最大用户数确定图 2 或图 3 中所需的扩展阶段数, 例如所需最大用户数为 120, 由于 $2^7=128 \geq 120$, 则所需扩展的阶段数为 7, 而图 2 或图 3 中第 7 阶段中的 $2^7=128$ 组码就可作为所选的多地址码。此时实际最大用户地址数为 128, 它大于所需用户数 120, 完全可以满足要求。

- 在工程实际中, 有时需要更多的地址码的变种。这就需要对所产生的多地址码进行等效变换, 这些变换种类繁多, 不能一一列它, 现将一些最基本的等效变换列出如下:

交换 C 与 S 码的位置。

同时交换 C1 与 C2 及 S1 与 S2 的位置。

码序取反。

各码位取反。

- 交错各码位的极性: 例如可将 (+++, +---), (+++, +++) 交错各码位的极性, 即其中各码的第一, 三等奇数码位的极性不变, 而二, 四等偶数码位变极性, 得 (+---, ++-+), (+-+-, +++-), 或奇数码位极性改变, 而偶数码位极性不变。

在复平面内对各码位作旋转变化: 例如, 可将 (+++, +---), (+++, +++) 各码位顺序旋转 α 度得

$$\begin{aligned} & (e^{j\varphi_{c1}} e^{j(\varphi_{c1}+\alpha)} - e^{j(\varphi_{c1}+2\alpha)} e^{j(\varphi_{c1}+3\alpha)}, e^{j\varphi_{c1}} - e^{j(\varphi_{c1}+\alpha)} - e^{j(\varphi_{c1}+2\alpha)} - e^{j(\varphi_{c1}+3\alpha)}), \\ & (e^{j\varphi_{c2}} e^{j(\varphi_{c2}+\alpha)} e^{j(\varphi_{c2}+2\alpha)} - e^{j(\varphi_{c2}+3\alpha)}, e^{j\varphi_{c2}} - e^{j(\varphi_{c2}+\alpha)} e^{j(\varphi_{c2}+2\alpha)} e^{j(\varphi_{c2}+3\alpha)}) \end{aligned}$$

这里, $\varphi_{c1}, \varphi_{c2}, \varphi_{s1}$ 及 φ_{s2} 可为任意初始角度。可以验证经旋转变换后各地址码的自相关函数与互相关函数的性质不变, 但“零相关窗口”外的付峰与旋转角度有关 (变小或改变极性)。前面所述的基本互补码组可以认为是旋转角度为零度的码组。

- 适当选择不同的旋转角度, 可使旋转后的码组之间正交, 即可由一组正交码产生多组正交码, 这对工程应用带来很大方便。特别是当码长较长时, 有时能得出奇妙的结果, 能满足各种实际工程需求, 例如说组网要求, 切换要求, 乃至增加容量要求等。

在生成树中进行变化：例如，图 3 就是图 2 的一种等效变换，即图 3 是将图 2 中所有 C1 及 S1 移到左边，C2 及 S2 移到右边而成。又如可将所生成的多址码组中 C 码与 S 码的码位按一定规律交错，或改变极性排列。在数学上称这种变换为等效变换，等效变换的种类很多，请想在此不可能一一列出。

5 在工程应用中使用正交互补码必须保证 C 码只与 C 码运算（含自身及其他码），S 码只与 S 码运算（含自身及其他码），C 码与 S 码之间是绝对不允许见面的。因此
在实际应用中应采取特殊的分离措施。例如，可将 C 码与 S 码分别调制在相互正交的
极化波上（水平及垂直极化波，左旋及右旋极化波），又如，可将 C 码与 S 码分
别放在经传输后仍互不重叠的两个时隙内。由于传输信道随时间有随机变化，为保
10 证互补性的实现，在传输过程中两个极化波内及两个时隙内的信道特性应该保持一
致。换句工程上的描述语言，它们的衰落应该同步。这就要求在利用极化分离时，
必须使用能保证正交极化波同步衰落，无去极化的频段及相应措施，在利用时分方
式分离时，必须使两个时隙间的间隔远小于信道的相关时间，在采用其它分离方式
时也必须保证它们的同步衰落。

15 由于 C 码与 S 码应分离传输同时还要利用它们的互补性，显而易见，调制在
它们上面的信息比特应该相同，而对 C 码与 S 码解扩与解调后的输出应该相加。

本发明编码方式，由于所需的总码位数只与所需地址数成正比（约是二倍关
系），即呈线性关系，相对于 B. P. Schweitzer 博士论文中以及 Leppanen, Pentti
等人专利中的方法有创造性的提高。在该方法中，所需的总码位数与所需地址数之
20 间是呈三次方的关系，因此，应用本发明多址码的码分多址（CDMA）系统相比之下
将有极高的频谱效率。

经过长达 4 年的充分计算机仿真验证，在与世界上第一个商用码分多址（CDMA）
标准 IS-95 完全相同的条件下，例如传播衰落特性，多径传输展宽、系统带宽，用
户传信率，乃至帧结构都完全相同的条件下，采用本发明多址码的系统的频谱效
25 率，至少为 IS-95 的 6 倍。

权利要求书

1、 一种具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于该方法包含以下步骤：

选取一对各码长度均为 N 的基本正交互补码组 $(C1, S1)$ 、 $(C2, S2)$ ，其中
 5 C 码与 S 码的非周期自相关与互相关函数除原点外相反相成，相加后的自相关函数值与互相关函数值除原点外处处为零；

根据实际所需的最大用户地址数，在一树形结构中将所述的基本正交互补码组对进行码长及码数目的扩展，扩展后的码组其自相关函数值除原点外处处为零，而互相关函数在原点附近形成一个零相关窗，其窗口的宽度大于或等于 $2N-1$ 。

10 2、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的零相关窗窗口的宽度大于或等于系统各个地址码内或相互之间的最大相对时延量，该最大相对时延量由信道的最大时间扩散量与系统定时误差的和所确定。

3、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于利用两个正交的同步衰落的传输信道，分别传输上述的 C 码和 S 码，且在调制
 15 时荷载相同的信息比特，而在解扩与解调后将它们的输出进行相加。

4、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的在一树形结构中将基本正交互补码组对进行码长与码数目的扩展是指：

若 $(C1, S1)$ 与 $(C2, S2)$ 是一对各码长度均为 N 的基本正交互补码组，则可按以下方式生成两对各码长度均为 $2N$ 的正交互补码组：

$$\begin{array}{l} (C1, S1) \\ (C2, S2) \end{array} \left\{ \begin{array}{l} (C1 \ C2, S1 \ S2) \\ (C1 \ -C2, S1 \ -S2) \\ (C2 \ C1, S2 \ S1) \\ (C2 \ -C1, S2 \ -S1) \end{array} \right.$$

20 其中，扩展后上下两树枝所形成的正交互补码组的自相关函数值除原点外处处为零，而互相关函数则在原点附近存在一个零相关窗口，其窗口宽度大于或等于 $2N-1$ 。

5、 根据权利要求 4 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于

于可将该方式按树形结构持续下去,以产生出编码长度为 $N2^n$, 零相关窗口宽度大于或等于 $2N-1$ 的 2^{n+1} 个正交互补码组, 其中 $n=0, 1, 2, \dots$, 为扩展的次数。

6、 根据权利要求 4 或 5 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于可对所形成的正交互补码组进行等效变换。

5 7、 根据权利要求 6 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的等效变换可以是交换所形成码的前后位置。

8、 根据权利要求 6 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的等效变换可以是交换所形成码的上下位置。

9、 根据权利要求 6 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的等效变换可以是各码的码序取反。

10、 根据权利要求 6 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的等效变换可以是交错各码位的极性。

11、 根据权利要求 6 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的等效变换可以是在复平面内对各码位顺序或非顺序作旋转变化。

12、 根据权利要求 6 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的变换在数学上被证明属于等效变换。

13、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的基本正交互补码组对 $(C1, S1)$ 、 $(C2, S2)$ 是指: 其自相关与互相关函数分别为 C 码间的非周期自相关与互相关函数与 S 码间的非周期自相关与互相关函数之和。

14、 根据权利要求 13 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法, 其特征在于所述的基本正交互补码组对可按如下方式进行码长和零相关窗窗口宽度的扩展:

$$\begin{array}{l} (C1, S1) \\ (C2, S2) \end{array} \left\{ \begin{array}{l} (C1 \ C2, S1 \ S2) \\ (C1 \ -C2, S1 \ -S2) \\ (C2 \ C1, S2 \ S1) \\ (C2 \ -C1, S2 \ -S1) \end{array} \right.$$

其中, 若基本正交互补码组对 $(C1, S1)$ 、 $(C2, S2)$ 的各码长度为 N 、零相关窗窗口的宽度为 L , 则扩展后的基本互补码组对的各码长度为 $2N$ 、零相关窗窗口的

宽度为 $2L+1$ 。

15、 根据权利要求 14 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于 $N=2$ 时的基本正交互补码组为：

$$\begin{pmatrix} ++ & , & +- \\ -+ & , & -- \end{pmatrix}$$

其中，“+”表示数字+1，“-”表示数字-1，零相关窗窗口宽度为 3。

5 16、 根据权利要求 14 或 15 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于可将该方式按树形结构持续扩展下去，以产生出 2^n 对编码长度为 $N2^n$ 、零相关窗窗口宽度为 $(2^nL+2^{n-1}+2^{n-2}+2^{n-3}+\dots+2^1+1)$ 的基本正交互补码组，其中 $n=0, 1, 2, \dots$ ，为扩展的次数。

17、 根据权利要求 16 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于
10 于可对所形成的基本正交互补码组进行等效变换。

18、 根据权利要求 17 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的等效变换可以是交换所形成码的前后位置。

19、 根据权利要求 17 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的等效变换可以是交换所形成码的上下位置。

15 20、 根据权利要求 17 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的等效变换可以是各码的码序取反。

21、 根据权利要求 17 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的等效变换可以是交错各码位的极性。

22、 根据权利要求 17 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于
20 于所述的等效变换可以是在复平面内对各码位顺序或非顺序作旋转变化。

23、 根据权利要求 17 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的变换在数学上被证明属于等效变换。

24、 根据权利要求 3 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于所述的正交的同步衰落的传输信道是指正交极化波。

25、 根据权利要求 3 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于
25 于所述的正交的同步衰落的传输信道为互不重叠的时隙。

26、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于

于根据每个用户的不同的数据数率要求和业务要求分配一个或多个地址码，以实现不同质量的优先级服务。

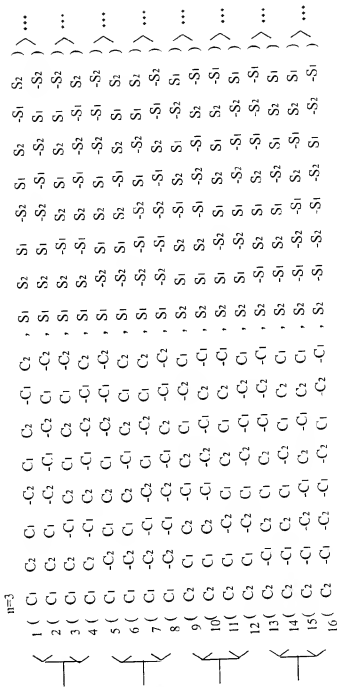
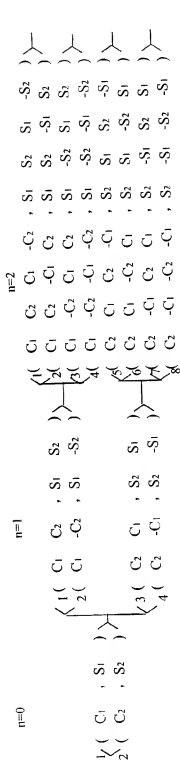
27、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于根据不同的传播模式所需求的零相关窗、不同的用户数以及不同的数据数率要求和业务要求而自适应地生成所需的扩频地址码，从而使所对应的扩频与码分多址系统没有符号间干扰及多址干扰。

28、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于利用等效变换所形成的多地址码组，在蜂窝移动或固定点对多点无线通信系统中用以满足系统对组网、切换以及增加容量的需求等。

29、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于可作为复合码成份之一，利用复合码进行编码。

30、 根据权利要求 1 所述的具有零相关窗的扩频多址编码方法，其特征在于可应用于时分/码分混合多址（TD/CDMA）、频分/码分混合多址（FD/CDMA）、波分/码分混合多址（WD/CDMA）、空分/码分混合多址（SD/CDMA）或码分多址（CDMA）通信系统中。

1/3



8/1

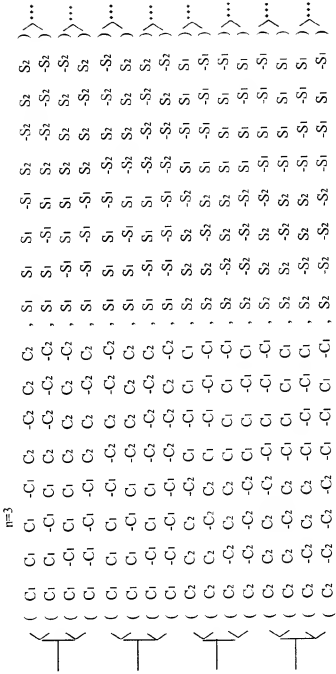
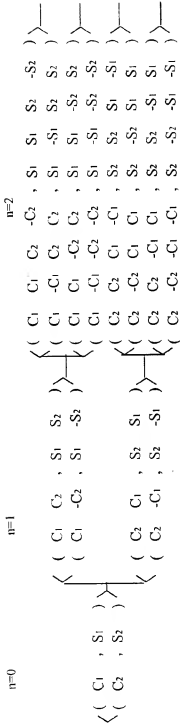


图 2

3/3

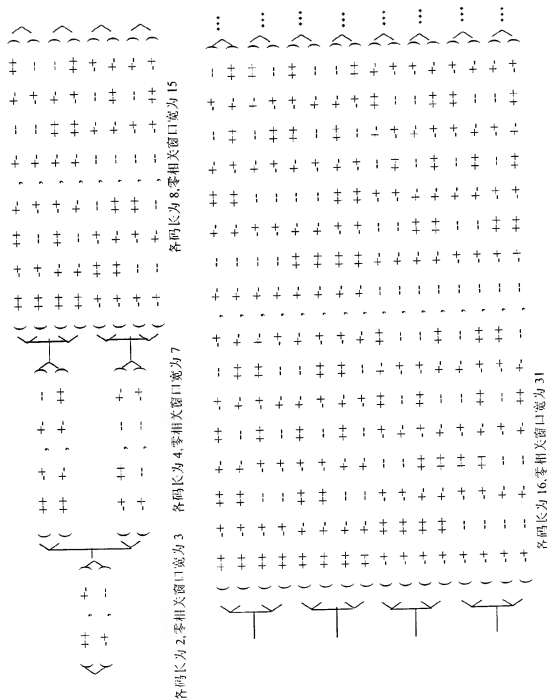


图 3

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN00/00028

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC⁷ H04J 13/02

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC⁷ H04J 13/02

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

EPODOC WPI PAJ CPOPAT

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No
A	WO 9842079A2(LC.COM LTD.) 24.Sep.1998(24.09.98) See the whole document	1-30
A	US 5446727A(Bruckert et al.) 29.Aug.1995(29.08.95) See the whole document	1-30
A	US 5235615A(Omura) 10.Aug.1993 (10.08.93) See the whole document	1-30

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance, the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance, the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
19.Oct.2000(19.10.00)

Date of mailing of the international search report
16 November 2000 (16.11.00)

Name and mailing address of the ISA/CN
6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District,
100088 Beijing, China
Facsimile No. 86-10-62019451

Authorized officer
Telephone No. 86-10-62093193

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information patent family members

Search request No

PCT/CN00/00028

Patent document cited in search report	Publication Date	Patent family Member(s)	Publication Date
WO 9842079A2	24.Sep.1998	AU 6759398A	12.Oct.1998
US 5446727A	29.Aug.1995	WO 9515626A1	08.Jun.1995
		FI 953407A	12.Jul.1995
		SE 9502704A	29.Sep.1995
		BR 9405751A	05.Dec.1995
		GB 2290200AB	13.Dec.1995
		EP 0695484A1	07.Feb.1996
		CN 1116889A	14.Feb.1996
		JP 10508435T	18.Aug.1998
US 5235615A	10.Aug.1993	US 5164958A	17.Nov.1992

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN00/00028

A. 主题的分类

IPC⁷ H04J 13/02

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类体系和分类号)

IPC⁷ H04J 13/02

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称和, 如果实际可行的, 使用的检索词)

EPODOC WPI PAJ CPOPAT

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求编号
A	WO 9842079A2(I.C.有限公司) 24.9 月 1998(24.09.98) 全文	1-30
A	US 5446727A(Bruker 等人) 29.8 月 1995(29.08.95) 全文	1-30
A	US 5235615A(Omura) 10.8 月 1993(10.08.93) 全文	1-30

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。

☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的专用类型:

"A" 明确叙述了被认为不是特别相关的一般现有技术文件
 "E" 在国际申请的当天或之后公布的优先权申请
 "L" 可能引起对优先权要求的怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件
 "O" 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件
 "P" 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

"T" 在申请日或优先权日之后公布的在后文件, 它与申请不相抵触, 但是引用它是为了理解构成发明基础的理论或原理
 "X" 特别相关的文件, 仅仅考虑该文件, 权利要求所记载的发明就不能认为是新颖的或不能认为是具有创造性
 "Y" 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 权利要求记载的发明不具有创造性
 "&" 同族专利成员的文件

国际检索实际完成的日期
19.10 月 2000(19.10.00)

国际检索报告邮寄日期
16.11月 2000(16.11.00)

国际检索单位名称和邮寄地址
ISA/CN
中国北京市海淀区西土城路 6 号(100088)
传真号: 86-10-62019451

授权官员
电话号码: 86-10-62093193

国际检索报告
关于同族专利成员的情报

国际申请号
PCT/CN00/00028

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利成员	公布日期
WO 98/42079A2	24.9 月 1998	AU 6759398A	12.10 月 1998
US 5446727A	29.8 月 1995	WO 9515626A1	08.6 月 1995
		FI 953407A	12.7 月 1995
		SE 9502704A	29.9 月 1995
		BR 9405751A	05.12 月 1995
		GB 2290200AB	13.12 月 1995
		EP 0695484A1	07.2 月 1996
		CN 1116889A	14.2 月 1996
		JP 10508435T	18.8 月 1998
US 5235615A	10.8 月 1993	US 5164958A	17.11 月 1992